



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
CENTRO TECNOLÓGICO - CTC
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E ELETRÔNICA

JENNIFER FARIAS RODRIGUES

**CIRCUITO RF PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA
SEM FIO**

Florianópolis
2017.

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

rodrigues, Jennifer
CIRCUITO RF PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA SEM
FIO / Jennifer Rodrigues ; orientador, Fabian
Leonardo Cabrera Rialto Cabrera Rialto, 2017.
75 p.

Trabalho de conclusão de curso (graduação) -
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro
Tecnológico, graduação em Engenharia Eletrônica,
Florianópolis, 2017.

Inclui referências.

1. Engenharia eletrônica. 2. Energy harvesting.
3. Reaproveitamento de energia de ondas
eletromagnéticas. 4. Rectenna. I. Cabrera Rialto,
Fabian Leonardo Cabrera Rialto. II. Universidade
Federal de Santa Catarina. graduação em Engenharia
eletrônica. III. Título.

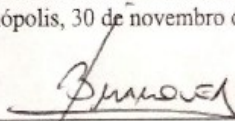
CIRCUITO RF PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA SEM FIO

Por

Jennifer Farias Rodrigues

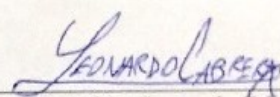
Este trabalho foi submetido como requisito para obtenção do grau de Engenharia Eletrônica, submetida ao departamento de Engenharia Elétrica e Eletrônica, pertencente ao Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina. Sob a orientação do Prof. Dr. Fabian Leonardo Cabrera Riaño.

Florianópolis, 30 de novembro de 2017.

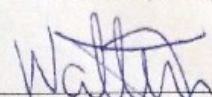


Prof. Dr. Jefferson Luiz Brum Marques
Coordenador do curso

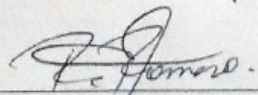
Banca Examinadora:



Prof. Dr. Fabian Leonardo Cabrera Riaño
Orientador (UFSC)



Prof. Dr. Walter Pereira Carpes Jr.
Membro (UFSC)



Prof. Me. Roddy Romero Antayhua
Membro (UFSC)

JENNIFER FARIAS RODRIGUES

CIRCUITO RF PARA REAPROVEITAMENTO DE ENERGIA SEM
FIO

Trabalho de Conclusão de Curso submetido
ao Departamento de Engenharia Elétrica e
Eletrônica da Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do título de Bacha-
rel em Engenharia Eletrônica

Orientador: Prof. Dr. Fabian Leonardo
Cabrera Riaño.

Florianópolis
2017.

Dedico este trabalho à minha família a qual proporcionou suporte para concluir a graduação e apoio emocional incondicional, aos meus amigos pela compreensão e companheirismo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço principalmente ao professor Fabian Leonardo Cabrera Riaño pelo apoio em relação ao conteúdo teórico, técnico e discussões que contribuíram para meu crescimento profissional. Agradeço por ter aceitado o convite de orientação de TCC e ter confiado no meu trabalho, mesmo quando minha dedicação não poderia ser integral ao desenvolvimento do projeto. Também agradeço ao doutorando Roddy Romero Antayhua pelo apoio dedicado incondicionalmente em todas as ocasiões em que lhe foi solicitado. Colaborando com materiais e apoio pessoal.

Agradeço ao professor Walter Pereira Carpes Jr., por ter aceitado prontamente o convite para participação da banca avaliadora de forma receptiva. Gostaria de frisar minha admiração por sua postura profissional e pessoal. Certamente trata-se de um exemplo a ser seguido.

Agradeço a minha filha Naomy Rodrigues de Moura pelo companheirismo, amor e apoio durante a graduação e por ser um exemplo como filha.

Agradeço ao meu amigo Giovanni Goraiebe Pollachini pelo empréstimo do material para confecção das placas de circuito impresso, pelas discussões teóricas e uso do *Software InksCape*. Registro minha eterna gratidão pelo pleno apoio que tenho recebido ao longo desses anos.

Agradeço a minha amiga Denise Melo pela correção do trabalho, amizade e apoio durante o processo de escrita.

Agradeço a amiga Kassia Toccolini pela gentileza de empréstimo do computador.

Resumo

A conversão da energia contida no ambiente em energia elétrica é denominada *energy harvesting*. No processo de captação de *energy harvesting* geralmente são exploradas as fontes térmicas, solares, eletromagnéticas, radiação e cinética. Energia térmica pode ser extraída usando gerador termoelétrico enquanto que a energia solar é extraída utilizando painéis solares. Contudo, o processo de *energy harvesting* apresenta menor escala de potência. Os sistemas de geração são da ordem de micro a mili watts. A aplicação dessa técnica pode ser utilizada como fonte alternativa para alimentação de pequenos dispositivos elétricos e eletrônicos. Pesquisadores têm apresentado estudos matemáticos e testes experimentais no intuito de viabilizar a utilização da técnica. Ao contrário das energias renováveis que apresentam geração de potência em torno de megawatts, a utilização da técnica de *energy harvesting* é amplamente diversificada podendo ser empregada na distribuição *wireless* de ns sensores no intuito de monitorar a saúde estrutural, *sensor nodes* incorporados e implantados para aplicações médicas, pesquisa sobre bateria em grandes sistemas, monitorar a pressão em automóveis, controle e potência de veículo não tripulado, execução de sistemas de segurança em condições de uso doméstico. Nesse trabalho foi desenvolvido um circuito RF retificador *energy harvesting* operando da faixa de 2.45 GHz que extrai energia de ondas eletromagnéticas providas de uma *microstrip patch* antena no intuito de converter para DC a tensão elétrica de entrada através do circuito retificador. A *microstrip patch* opera na faixa de frequência de 2.45 G Hz.

Palavras chave: Armazenamento de energia, fontes de energia renováveis, colheita energia, rádio frequência.

Abstract

The conversion of energy contained in the environment into electrical energy is called energy harvesting. In the process of capturing energy harvesting, thermal, solar, electromagnetic, radiation and kinetic sources are generally explored. Thermal energy can be extracted using the thermoelectric generator while solar energy is extracted using solar panels. However, the energy harvesting process has a lower power rating. The generation systems are of the order of micro to milli watts. The application of this technique can be used as an alternative source for powering small electrical and electronic devices. Researchers have presented mathematical studies and experimental tests in order to make feasible the use of the technique. In contrast to renewable energies that present power generation around megawatts, the use of the energy harvesting technique is widely diversified and can be used in the wireless distribution of sensor nodes in order to monitor the structural health, built-in sensor nodes and deployed for medical applications, battery research in large systems, monitoring the pressure in automobiles, control and unmanned vehicle power, execution of safety systems in domestic conditions. In this work an energy harvesting RF rectifier operating at 2.45 GHz band was developed which extracts energy from electromagnetic waves coming from a microstrip patch antenna in order to convert to Dc the electric input voltage. The microstrip patch operates in the 2.45 GHz frequency range.

Keywords: Energy storage, renewable energy sources, energy harvesting, radio frequency.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1. Diagrama de blocos do projeto. Fonte: Autora.	6
Figura 2. Planejamento Microsoft Project.....	8
Figura 3. Planejamento Microsoft Project do projeto continuação.	9
Figura 4. Diagrama de blocos da rectenna. Fonte: Autora.	12
Figura 5. Pacote SOT 323, configuração série, do diodo Schottky HSMS 286C. Fonte: Broadcom, 2017.	13
Figura 6. Microstrip patch antenna: a) retangular b) circular. Fonte: Balanis, 2012, p.6.....	15
Figura 7. Sistema de coordenadas esféricas para avaliação dos parâmetros da antena. Fonte: Balanis, 2012, p.134.....	16
Figura 8. Sistema de coordenadas para análise da antena. Fonte: Balanis, 2012, p.28.....	16
Figura 9. Diagrama de radiação 3D. Fonte: Balanis, 2012, p.33.....	17
Figura 10. Impedância de entrada da antena. Fonte: Volakis, 2010, p.4.	19
Figura 11. Layout antena microfita. Fonte: Autora.	22
Figura 12. Layout antena em microfita parâmetro interno na linha de alimentação (FI). Fonte: Autora.	23
Figura 13. Parâmetros espessura da tira metálica- t , altura do dielétrico - h e plano terra - Ground da antena de microfita. Fonte: Autora.	24

LISTA DE TABELAS

Tabela 1. Comparativo entre diferentes tecnologias em energy harvesting.	10
Tabela 2. Valores primários de dimensões utilizados no projeto antena patch de microfita.	27
Tabela 3. Valores de parâmetros da versão final da antena.	31
Tabela 4. Tabela de resultados teóricos simulados e medidos para a antena de Microfita – Versão 1 e versão final.	34
Tabela 5. Valores teóricos e medidos do protótipo do Dobrador de tensão Villard.	52

LISTA DE ABREVIATURAS, SIGLAS E NOMENCLATURAS

ANATEL - Agência Brasileira de telecomunicações

ADS - *Advanced Design System*

LAN - *Local area network*

RF - Rádio Frequência

VNA - Analisador de Redes (*Vector network analyser*)

Sumário

1	INTRODUÇÃO	5
1.1	METODOLOGIA	7
1.2	COMPARATIVO ENTRE TECNOLOGIAS	10
1.3	REGULAMENTAÇÃO DA FAIXA DE 2.45 GHz NO BRASIL 12	
1.4	RECTENNA.....	12
1.5	ESCOLHA DO DIODO	13
2	CONCEITOS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS.....	14
2.1	TIPOS DE ANTENAS	14
2.1.1	Antenas de arame	14
2.1.2	Antenas de abertura	14
2.1.3	Antenas matriz.....	14
2.1.5	Antenas em Microfita (<i>Microstrip patch antenna</i>)	15
2.1.6	Antena refletora.....	15
2.2	PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS	15
2.2.1	Diagrama de radiação	16
2.2.2	Diretividade.....	17
2.2.3	Eficiência e ganho	17
2.2.4	Impedância de entrada (ZA) e coeficiente de tensão de onda estacionária (<i>VSWR</i>)	18
2.2.5	Área efetiva	19
2.3	FORMAS DE MEDIÇÃO DE ANTENAS.....	19
2.3.1	Alcance	19
2.3.2	Ganho	20
2.3.3	Impedância da antena	21
3	ANTENA <i>PATCH</i> EM MICROFITA	22

3.1 PROJETO DA ANTENA *PATCH* EM MICROFITA26

3.2 EXECUÇÃO E RESULTADOS33

4.0 CIRCUITO RETIFICADOR38

4.1 PROJETO DO CIRCUITO RETIFICADOR39

4.2 EXECUÇÃO E RESULTADOS48

5 CONCLUSÃO53

REFERÊNCIAS55

1 INTRODUÇÃO

O sistema de coleta de energia denominado *Energy Harvesting* consiste em coletar e armazenar energia provida de diferentes fontes de energia tais como calor, vento, mecânica, água, onda eletromagnética. Visto que, a extração de energia é realizada no meio ambiente, o processo sofre oscilação devido às condições ambientais.

No meio ambiente é observado grande quantidade de energia provida de fontes RF. A energia é oriunda de celulares, transmissão de televisores entre outros. A concentração de sinal é maior na área urbana. Devido à maior intensidade de sinal. Região em que se encontra grande exploração da técnica de *energy harvesting* em RF. O sistema de coleta de energia RF *energy harvesting* consiste de aproveitar a energia desperdiçada de ondas eletromagnéticas, sistemas de transmissão de televisores e estação base de celular no intuito de transformar em tensão contínua (DC) a ser utilizada por uma carga. Para a fonte de extração de energia de ondas eletromagnéticas tem sido observado que a área de telecomunicações tem se tornado um campo vasto para aplicações em *energy harvesting*. Contudo, tais circuitos trabalham com potências em torno de micro a mili Watts. Sendo necessária grande sensibilidade no circuito em relação a componentes e parâmetros.

O circuito consiste de uma antena, casamento de impedância e de um circuito retificador. A antena é responsável por captar a energia de ondas eletromagnéticas do meio ambiente a qual será convertida em potência DC pelo retificador. Antenas como Yagi-Uda, planar, coplanar, monopólio e microfita podem ser utilizadas.

O casamento de impedância é necessário, visto que garante a maior transferência de potência entre a antena e a carga. Contudo, alguns autores sugerem que o casamento de impedância deve ser eliminado sendo realizado diretamente entre os circuitos. Eliminando interferências parasitas.

O circuito retificador RF *energy harvesting* proposto para a extração e manipulação de energia RF é composto de um circuito retificador que recebe energia provida de uma antena oriunda de ondas eletromagnéticas do meio ambiente e realiza a conversão em potência através do diodo retificador, fig.1. A conversão do sinal provindo da onda eletromagnética, em tensão elétrica é realizada pelo diodo Schottky.

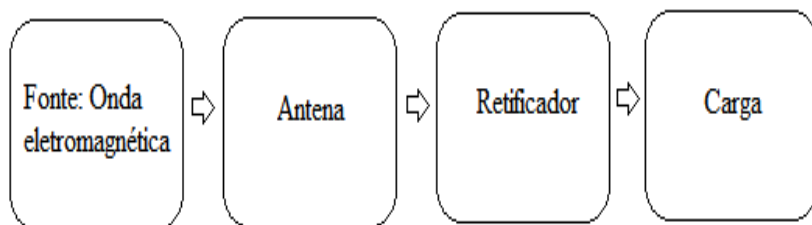


Figura 1. Diagrama de blocos do projeto. Fonte: Autora.

1.1 METODOLOGIA

O projeto visa à simulação e execução de uma antena em microfita e de um circuito RF retificador de tensão, através da técnica de *energy harvesting*, utilizando a energia extraída de ondas eletromagnéticas providas da antena de microfita. A pesquisa sobre o tema ocorreu na forma de pesquisa em artigos e em livros didáticos. As simulações foram realizadas utilizando um programa anteriormente utilizado em disciplinas cursadas durante a graduação (ADS). Alguns softwares complementares foram utilizados como InksCape e Eagle. Além do *Microsoft Project 2016*, fig. 2 e 3 o qual proporcionou organização e controle do fluxo do projeto. Foi realizada uma análise teórica sobre antenas e mais profundamente sobre antena de microfita além do circuito dobrador de tensão. Posteriormente, foi abordada a execução prática, análise e conclusão dos circuitos. A faixa de frequência de operação do circuito foi de 2.45 G Hz com potência de saída $P_{out} = -10$ dBm e potência de entrada $P_{in} = -5$ dBm. Os dados foram escolhidos baseados em pesquisa em artigos sobre o tema. A energia será utilizada para alimentar uma carga. Técnicas de gestão foram utilizadas ao longo do projeto no intuito de obter maior organização e objetividade.

Nome da Tarefa ▾	Duração ▾	Início ▾	Término ▾	Predecessoras ▾
4 Atividades do TCC	82,25 dias	Seg 17/07/17	Sex 15/12/17	
4 Estapa 01: Bibliografia, esc simulações	9,25 dias	Ter 18/07/17	Sex 28/07/17	
Cronograma	1 dia	Ter 18/07/17	Ter 18/07/17	
Revisão bibliográfica	2 dias	Qui 20/07/17	Qui 20/07/17	3
Escrita	2 dias	Sex 21/07/17	Dom 23/07/17	4
Simulações	4 dias?	Seg 24/07/17	Sex 23/07/17	5
4 Etapa 02: circuito, implem	44,25 dias	Ter 01/08/17	Sex 03/11/17	6
Escolha circuito antena	2 dias	Ter 01/08/17	Sex 04/08/17	
Implementação testes antena	24,75 dias	Ter 08/08/17	Sex 29/09/17	9
Circuito amplificador	2 dias	Ter 03/10/17	Sex 06/10/17	10

Figura 2. Planejamento Microsoft Project.

Nome da Tarefa	Duração	Início	Término	Predecessores
▸ Etapa 03: Testes finais e ajustes	4,25 dias	Ter 07/11/17	Ter 14/11/17	12
Testes	4,25 dias	Ter 07/11/17	Ter 14/11/17	
▸ Etapa 04: Escrita	12,25 dias	Ter 14/11/17	Qui 30/11/17	
Escrita	4,25 dias	Sex 17/11/17	Sex 24/11/17	
Revisão	2 dias	Sáb 25/11/17	Dom 26/11/17	16
Revisão orientador	3 dias	Seg 27/11/17	Qui 30/11/17	17
▸ ETAPA 05: APRESENTAÇÃO	7,5 dias	Sex 01/12/17	Sex 15/12/17	18
ESCOLHA DA BANCA	1 dia	Sex 01/12/17	Sex 01/12/17	
APRESENTAÇÃO	1 dia	Sex 08/12/17	Sex 08/12/17	20
REVISÃO SEGUNDO BANCA(SE NECESSÁRIO)	1 dia	Sex 15/12/17	Sex 15/12/17	21

Figura 3. Planejamento Microsoft Project do projeto continuação.

1.2 COMPARATIVO ENTRE TECNOLOGIAS

Tabela 1. Comparativo entre diferentes tecnologias em *energy harvesting*.

Referên- cia	f(MHz) Frequência	P(dBm) Potência	η (%) Eficiência	Tec- nolo- gia	Cons- trução
(YEN- SHENG, C.; CHENG- WEI,C;2 017)	2450	Pin=-5, Pin=-10, Pin=-15	61,4@Pin=-5 dBm; 50,7@Pin=-10 dBm; 31,8 @Pin=-15 dBm	Dis- creto	Medido
(YALD et al.,2016)	2.400 e 5.800	x	75,108:Pin=20 dBm@2,4 GHz, 46,433: Pin=16dBm @5,8 G Hz	Dis- creto	Medido
(MOGH ADDAM et al.,2017)	500, 953,2k	Pr=3.36 dBm @953MH z,Pr=3.34 dBm@2G Hz	73,9	Cir- cuito inte- grado	Medido
(AB- DULAH et al.,2016)	2450	10	12,6	Dis- creto	Medido

Pr= potência recebida no retificador; Pin= potência de entrada

Yen e Cheng (2017) apontam que na frequência de 2.45 GHz é determinada eficiência maxima de 61, 40 %, 31, 8% quando a potência de entrada é -5 e -15 dBm, respectivamente para o circuito rectenna. A otimização dos parâmetros do circuito deve ocorrer para maior eficiência: frequência operacional, topologia e parâmetros do retificador de potência. Propõe a eliminação de casamento de circuito entre a antena e o retificador. Sugere que deve ser realizado um circuito e verificado as características do mesmo tais como frequência de operação, potência e tensão de saída. A partir dos dados obtidos, executar o outro circuito(antena ou retificador) com tais parâmetros. Yald et al. (2016) apresenta a topologia de um retificador compacto operando na faixa de 2.4 e 5.8 GHz. Os resultados obtidos foram eficiência de 75.11 % na frequência de 2.4 GHz e Pin=20 dBm e 46.43% em 5.8GHz e Pin=16dBm,

$V_{out}=8.89V$. Moghaddam et al. (2017) apresenta uma polarização única para diferentes retificadores fabricados em CMOS nas frequências de 500MHz, 953 MHz e 2GHz com cargas variadas. observado que a potência recebida foi $P_r = 3.36 dBm$ quando $f=953$ MHz e $P_r = 3.34 dBm$ em 2GHz com eficiência de 73.9 %. Abdulah et al. (2016) apresenta a configuração de uma rectenna para um circuito operando em $f=2.45$ GHz com $P_{in}=10$ dBm. Foi obtido $V_{out} = 50 mv$, $P_{OUT} = 25\mu W$ e eficiência de 12. 6% e coeficiente de reflexão da antena $S(1,1)=-17$ dBm. As informações resumidas encontram-se na tabela 1.

Com base nesses dados foram determinados os parâmetros do projeto como faixa de frequência de 2.45 GHz, $V_{out} = 1.0V$, $R_l = 10k ohm$, $P_{out} = -10.0 dBm$ quando a potência de entrada $P_{in} = -5.0 dBm$. Visto que, foi perceptível que a faixa de frequência e configurações da antena e parâmetros do circuito proporciona melhores resultados de projeto frente a eficiência, tensão e potência de saída.

1.3 REGULAMENTAÇÃO DA FAIXA DE 2.45 GHz NO BRASIL

A resolução nº 397 dispõe das atribuições da faixa de 2.400 a 2.483,5 MHz como sendo a faixa de frequência padrão para banda ISM (*Industrial Scientific and Medical*). Também há aplicações em WLAN (Wireless LAN) nessa faixa (BRASIL, 2005). A faixa se destina ao uso por equipamentos que utilizem a tecnologia de espalhamento Espectral ou Tecnologia de Multiplexação Ortogonal por divisão de frequência.

1.4 RECTENNA

A rectenna foi inventada em 1960 por William C. Brown (BROWN, 1984). Consiste de uma antena, circuito de casamento de impedância e de um circuito retificador o qual é o elemento principal do circuito, pois converte a energia RF em DC. Antenas como Yagi- Uda, dipolo, microfita, monopolo, coplanar, espiral podem ser utilizadas (CHIN; CHAN, 2005). O uso é indicado em casos onde é desejado o aproveitamento de energia RF do ambiente para transformar em energia DC. Possibilitando a reutilização da energia que seria desperdiçada.

O sistema se baseia na captação do sinal RF provindo do meio ambiente, através da antena, oriundo das torres transmissoras e do retificador composto pelo diodo Schottky fig. 4. O retificador pode utilizar circuitos como retificador de meia onda, retificador de onda completa, ou retificadores híbridos (YALDI et al., 2016), necessário realizar o casamento de impedância do circuito para permitir a transferência máxima de potência da antena para o retificador. O casamento de impedância entre o circuito e o retificador é chamado de Circuito *Energy Harvesting RF*, fig.4.

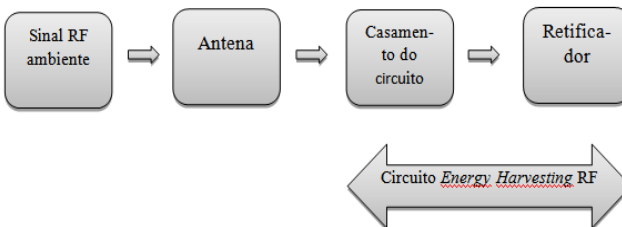


Figura 4. Diagrama de blocos da *rectenna*. Fonte: Autora.

1.5 ESCOLHA DO DIODO

O uso do diodo Schottky permite que o sinal RF provindo do ambiente seja convertido em potência DC. Ao se trabalhar com circuito RF onde o reaproveitamento de energia é requisitado, faz-se necessário o uso de diodo retificador com alta eficiência mesmo para baixa potência de entrada. Para diminuir efeitos parasitas são indicados componentes com menor encapsulamento (YALDI et al., 2016).

O diodo Schottky HSMS-286C, fig. 5, foi escolhido para utilização no projeto (BROADCOM, 2017) devido à indicação para uso em circuitos onde serão utilizadas baixas potências de entrada. Necessário para o projeto em *energy harvesting* (ZHOU et al., 2016). O comportamento não linear assim como as perdas providas pelo diodo determina o funcionamento do mesmo. O diodo HSMS 286C é constituído de dois diodos compostos por encapsulamento SOT 323 (Max. 2.25 x 1.30 mm) na configuração série. Opera na faixa de frequência de 915 MHz a 5.8 GHz apresenta alta sensibilidade de detecção: 50 mV/ μ W a 915 MHz, 35mV/ μ W a 5.8 GHz, *threshold voltage*= 0.3 V, tensão de pico reversa=4V (HSMS, 2017). Níveis baixos de potência são necessários quando o diodo é utilizado em circuitos, para evitar ruptura ou aquecimento. O comportamento do diodo é obtido através de parâmetros não lineares. Verificado que em relação a outros diodos como HSMS 2860 e HSMS 2820 é obtido melhor desempenho em relação à sensibilidade.

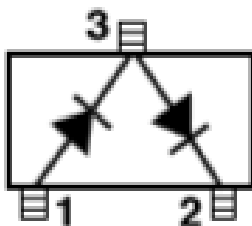


Figura 5. Pacote SOT 323, configuração série, do diodo Schottky HSMS 286C. Fonte: Broadcom, 2017.

2 CONCEITOS FUNDAMENTAIS DE ANTENAS

Uma antena transmissora pode ser definida como um elemento que converte uma onda eletromagnética em uma linha de transmissão em uma onda plana se propagando no espaço livre. Enquanto que, uma antena receptora intercepta a porção da onda incidente e entrega uma potência de recepção P_r para a carga (BALANIS, 2012; POZAR, 2012). Balanis (2012) e Pozar (2012) destacam como principais tipos de antenas segundo 2.1.1 – 2.1.7.

2.1 TIPOS DE ANTENAS

2.1.1 Antenas de arame

Apresentam ganho baixo e são usadas para baixas frequências. Incluem dipolos, mono pólos, loops, dipolos de manga e matrizes Yagi-Uda.

2.1.2 Antenas de abertura

Utilizadas em micro-ondas e frequência de ondas milimétricas. Apresentam ganhos moderados a altos. Constituídas de guias de ondas abertas, cônicos retangulares ou circulares.

2.1.3 Antenas matriz

Constituídas de um arranjo de elementos da antena com uma rede de alimentação. O ajuste da amplitude e a fase dos elementos da matriz permitem controlar as características como o ângulo e o feixe do lóbulo central.

2.1.4 Antenas impressas

Utilizadas em micro-ondas e nas frequências de ondas milimétricas. Podem alcançar altos ganhos. Incluem *slots* impressos, dipolos impressos e antenas de microfita.

2.1.5 Antenas em Microfita (*Microstrip patch antenna*)

Caminho metálico sob um substrato aterrado. Os caminhos circular e retangular são os mais utilizados devido a sua fabricação e característica de radiação, fig. 6. A fabricação é simples utilizando tecnologia de circuito impresso.

2.1.6 Antena refletora

Transmite e recebe sinal originado a longa distância. Apresenta grande dimensão para atingir ganho alto para a transmissão de sinais a longa distância.

2.1.7 Antenas de lente

Transformam energia divergente em ondas planas. Evitando espalhamento em direções indesejadas.

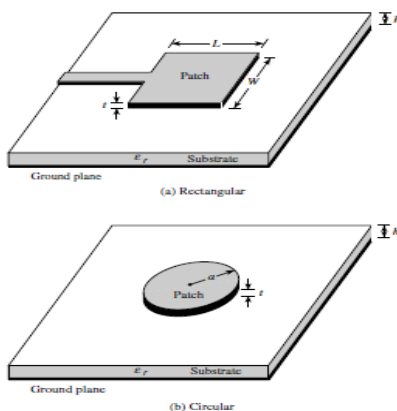


Figura 6. *Microstrip patch antenna*: a) retangular b) circular. Fonte: Balanis, 2012, p.6.

2.2 PARÂMETROS FUNDAMENTAIS DAS ANTENAS

Balanis (2012) definiu os parâmetros fundamentais para análise de desempenho e padrões da antena.

2.2.1 Diagrama de radiação

Representação gráfica ou função matemática que descreve as propriedades de radiação em função das coordenadas espaciais da antena. São plotados em cortes bidimensionais, fig. 7 em função do ângulo de elevação θ e do ângulo de azimute Φ no sistema de coordenadas esféricas, fig.7 e 8 ou em representações tridimensionais, fig. 9. Apresentando a análise sobre as características de radiação da antena.

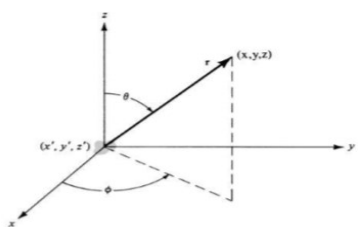


Figura 7. Sistema de coordenadas esféricas para avaliação dos parâmetros da antena. Fonte: Balanis, 2012, p.134.

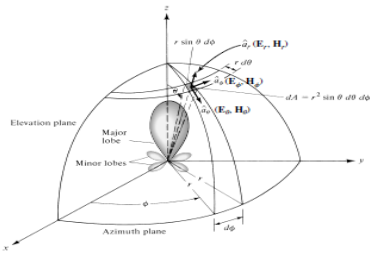


Figura 8. Sistema de coordenadas para análise da antena. Fonte: Balanis, 2012, p.28.

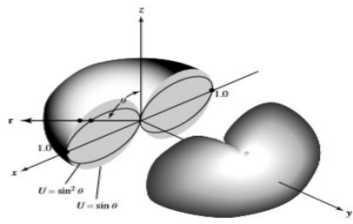


Figura 9. Diagrama de radiação 3D. Fonte: Balanis, 2012, p.33.

2.2.2 Diretividade

Definida como o valor do ganho diretivo na região de máxima concentração. Define a medida de diretividade de uma antena em relação à antena isotrópica irradiando igual potência total. Obtida através da intensidade de radiação de um campo distante, área da antena e potência radiada.

A intensidade de radiação é dada por:

$$U(\theta, \phi) = r^2 S(\theta, \phi) \quad (1)$$

O ganho diretivo é dado segundo:

$$D(\square, \square) = \frac{S(\square, \square)}{\frac{P_{rad}}{4 \square r^2}} = \frac{4 \square U(\square, \square)}{P_{rad}} \quad (2)$$

A diretividade é definida como,

$$D = D(\theta, \phi)|_{max} \quad (3)$$

Definindo em decibel isotrópico dBi, pois trata-se de uma medida relativa:

$$D[dBi] = 10 \log \left(\frac{D}{D_i} \right) \quad (4)$$

Onde, D_i é a diretividade da antena isotrópica com valor unitário.

Em suma, a diretividade apresenta a medida quantificada da capacidade da antena direcionar a potência radiada em uma determinada região. A medida referente se toda a potência de entrada fosse considerada como potência radiada. Depende somente dos padrões da antena.

2.2.3 Eficiência e ganho

Para o cálculo da eficiência da antena são consideradas as perdas referentes ao terminal de entrada e estrutura da antena. Considerando que ocorre perda de potência na estrutura sob a forma de calor, a eficiência de radiação é definida por:

$$n_{rad} = \frac{P_{rad}}{P_{in}} = \frac{P_{in} - P_{loss}}{P_{in}} = 1 - \frac{P_{loss}}{P_{in}} = \frac{R_r}{(R_r + R_l)} = \frac{R_r}{R_A} \quad (5)$$

Onde, P_{rad} = Potência radiada pela antena; P_{in} = Potência na entrada da antena; P_{loss} = Potência perdida na antena; R_r = Resistência de radiação, resistência fictícia que dissipa igual valor a potência radiada pela antena; R_l = Perdas ôhmicas na estrutura; $R_A = R_r + R_l$ componente resistiva de entrada da antena.

O ganho considera a eficiência da antena assim como os parâmetros direcionais.

$$G = n_{rad} \cdot D \quad (6)$$

Pode ser definido como a taxa de radiação em uma determinada direção medida no pico máximo de radiação.

2.2.4 Impedância de entrada (Z_A) e coeficiente de tensão de onda estacionária (VSWR)

A relação entre a tensão e a corrente entre os terminais de entrada define a impedância de entrada, fig.9.

$$Z_A = R_A + j X_A \quad (7)$$

Onde, X_A = reatância de entrada.

O coeficiente de tensão da onda estacionária é definido pelos parâmetros de dispersão S_{11} e pelo coeficiente de reflexão Γ . Possibilita verificação do descasamento de impedância entre a fonte e a antena. Quando VSWR é 1 indica o casamento perfeito da carga. A onda incidente produz o $V_{m\acute{a}x}$ e a onda refletida produz o V_{min} .

$$\Gamma = \frac{Z_A - Z_S}{Z_A + Z_S} \quad (8)$$

$$V_{m\acute{a}x} = (1 + |\Gamma|)V_{in} \quad V_{min} = (1 - |\Gamma|)V_{in} \quad (9)$$

$$VSWR = \frac{V_{m\acute{a}x}}{V_{min}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (10)$$

Onde,

- Z_A = impedância da antena
- Z_S = impedância característica
- V_{in} = tensão de entrada

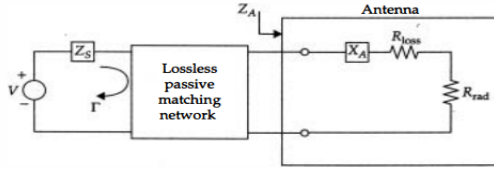


Figura 10. Impedância de entrada da antenna. Fonte: Volakis, 2010, p.4.

2.2.5 Área efetiva

Pode ser definida como a razão entre a potência nos terminais da antenna receptora e a densidade de potência da onda incidente em uma determinada direção.

$$A_e = \frac{P_r}{S_{med}} = \frac{\lambda_0^2}{4\pi} G \quad (11)$$

Onde, $S_{med} = \frac{DP_T}{4\pi r^2}$ é a densidade de potência radiada na direção do ganho máximo, $\lambda_0 = \frac{c}{f}$ é o comprimento do espaço livre, $c = 3.10^8 \text{ m/s}$ é a velocidade da propagação da luz no vácuo, f = frequência da onda incidente.

2.2.6 Largura de banda

Representa a faixa de frequências que a antenna opera adequadamente. Pode ser realizada uma correlação entre a largura de banda e a transmissão e recepção de sinais. Quanto maior a largura de banda, maior será a capacidade de transmitir e receber sinais.

2.3 FORMAS DE MEDIÇÃO DE ANTENAS

Alguns métodos serão pontuados em relação à medição de antenas. No intuito de, obter resultados a serem comparados aos dados teóricos. As considerações que seguem descrevem as formas de medição (BALANIS, 2012).

2.3.1 Alcance

O alcance é medido em relação a duas antenas. Pode ser realizado ao ar livre ou em ambiente interno. Algumas características da antenna são realizadas no modo de recepção, sendo necessário se ater ao valor de campo incidente (BALANIS, 2012).

Nas antenas de reflexão ocorre uma interferência construtiva no caminho de transmissão da onda chamada de *Quiet zone*. Antenas no espaço livre requerem algumas especificidades para diminuir as interferências como taxas elevadas, câmaras anecocias, alcance compacto e elevado (POZAR, 2012).

As câmaras anecocias proporcionam um ambiente controlado no intuito de minimizar interferências eletromagnéticas. O formato das principais câmaras visa tal requerimento: câmaras retangulares e cônicas (BALANIS, 2012).

2.3.2 Ganho

A escolha da técnica de medição depende da frequência de operação.

O ganho absoluto é utilizado na calibração de antenas. Não necessita saber o ganho das antenas. O ganho de comparação utilizado em conjunto para determinar o ganho absoluto. O cálculo é baseado na fórmula de Friis.

O ganho absoluto é dado por:

$$(G_{0t})_{dB} + (G_{0r})_{dB} = 20 \log_{10} \left(\frac{4\pi R}{\lambda} \right) + 10 \log_{10} \left(\frac{P_R}{P_T} \right) \quad (12)$$

Onde,

- $(G_{0t})_{dB}$ = Ganho da antena transmitida em dB;
- $(G_{0r})_{dB}$ = Ganho da antena recebida em dB;
- P_R = Potência recebida;
- P_T = Potência transmitida;
- R = Distância entre as antenas.

O ganho por comparação é dado por:

$$(G_T)_{dB} = (G_S)_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_T}{P_S} \right) \quad (13)$$

Onde,

- $(G_T)_{dB}$ = Ganho de teste;
- $(G_S)_{dB}$ = Ganho padrão da antena.

2.3.3 Impedância da antena

$$Z_{ant} = Z_c \left[\frac{1+\Gamma}{1-\Gamma} \right] \quad (14)$$

Onde,

- Z_c = Impedância característica da linha de transmissão.

3 ANTENA *PATCH* EM MICROFITA

A notoriedade das antenas de microfita ocorreu partir da década de 70. A partir dessa década têm desenvolvido papel significativo em pesquisas relacionadas a pesquisas espaciais, aeronaves de alto desempenho, satélites e mísseis. As antenas alcançaram popularidade devido a sua facilidade de fabricação e de análise. Além de simplicidade de fabricação em circuitos impressos, robustos, compatíveis com antenas planar e não planar. Entretanto, entre as principais desvantagens destacam-se a baixa eficiência, potência baixa de transmissão, baixo desempenho, pequena largura de banda e má pureza de polarização (BALANIS, 2012).

Através da técnica de circuito impresso o processo de fabricação torna-se eficiente, compacto e de fácil fabricação. A antena em microfita é constituída de um trecho metálico impresso em um substrato dielétrico fino e aterrada (CHANG, 2000).

As antenas podem ser representadas por vários formatos geométricos. O formato mais comum é o trecho metálico retangular irradiando em um lado do substrato metálico e do outro lado o plano terra (*Ground*). Em suma uma antena *patch* em microfita é composta por duas placas metálicas condutoras ligadas ao substrato dielétrico isolador. O patch compõe uma placa com a função de elemento irradiador e a outra camada ligada ao plano terra (*Ground*).

O típico formato de uma antena microfita apresenta largura (W) e comprimento (L) sobre um plano dielétrico aterrado com constante dielétrica ϵ_r . A espessura do substrato é projetada para ser $h \leq 0.02 \lambda_g$ onde λ_g é o comprimento de onda do dielétrico, fig. 11. A largura da linha da microfita (W_f) determina a largura da reentrância (Gpf), fig. 12.

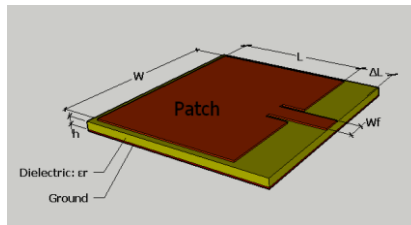


Figura 11. Layout antena microfita. Fonte: Autora.

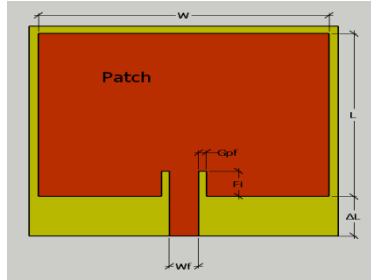


Figura 12. Layout antena em microfita parâmetro interno na linha de alimentação (FI). Fonte: Autora.

No intuito de obter melhor casamento de impedância entre o *patch* irradiante e a linha de transmissão são inseridas reentrâncias (FI). Tornando possível a alteração da resistência de entrada da antena, através da variação do parâmetro de alimentação interno a linha da alimentação a uma distância FI da cavidade, fig12. O qual pode ser calculado através dos parâmetros do modelo equivalente de transmissão da antena de microfita. A alteração do comprimento do *patch* (L) também serve como parâmetro para casamento de impedância.

$$FI = \frac{L}{\pi} \arccos \sqrt{\frac{50}{Rin_{(0)}}} \quad (15)$$

$$Rin_{(0)} = \frac{1}{2(G_1 \pm G_{12})} \quad (16)$$

Onde,

$Rin_{(0)}$ = Resistência de entrada na frequência ressonante;

G_1 = Condutância da abertura radiante;

G_{12} = Condutância entre os *slots* (estreitas aberturas) de radiação.

O elemento irradiante *patch* é composto por uma placa metálica com espessura t ($t \ll \lambda_0$, onde λ_0 é o comprimento de onda no espaço livre) no formato de uma tira metálica, fig. 12 e 13. O *patch* é determinado pelo comprimento L e largura W, sobre um substrato dielétrico de permissividade elétrica relativa ϵ_r e altura h ($h \ll \lambda_0$), sua área inferior coberta por um plano de terra (BALANIS, 2012).

A máxima radiação normal à superfície do *patch* é considerada para o projeto da antena. Os formatos do *patch* (caminho) são variados como quadrado, circular, retangular, elíptico, triangular, anel circular, dipolo (tira) (BALANIS, 2012), fig.14. Contudo, os formatos mais comuns devido às características de radiação são os formatos quadrado, retangular e dipolo.

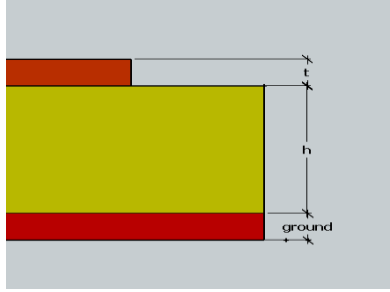


Figura 13. Parâmetros espessura da tira metálica- t , altura do dielétrico - h e plano terra - *Ground* da antena de microfita. Fonte: Autora.

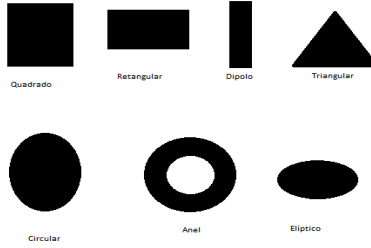


Figura 14. Formatos diferentes para *patch* irradiante. Fonte: Autora.

Observado que ocorre um efeito chamado Efeito de borda devido ao fato das dimensões do *patch* serem finitas ao longo do comprimento e da largura os campos nas extremidades. Devido a isso a permissividade efetiva apresenta menor valor $\epsilon_{ref} < \epsilon_r$, pois parte da onda se propaga no ar ($\epsilon_r = 1$) e parte no substrato. O comprimento do *patch* é alterado devido a esse fenômeno ($L_{eff} > L$). A constante dielétrica efetiva é praticamente constante para frequências baixas. Contudo, para frequências intermediárias o valor começa a crescer de forma constante. Por vezes esse valor alcança os valores da constante dielétrica do substrato. Tais valores são nomeados valores estáticos, definidos como (BALANIS, 2012):

$$\frac{W}{h} > 1$$

A largura da antena é dada por:

$$W = \frac{c}{2fr \sqrt{\frac{\epsilon_r + 1}{2}}} \quad (17)$$

A constante dielétrica efetiva é calculada por:

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[1 + 12 \frac{\square}{w} \right]^{-1/2} \quad (18)$$

O *patch* da antena sofre um Δ_L , ou seja, uma extensão no comprimento devido ao efeito de borda.

$$\Delta_L = 0,412 \square \frac{(\epsilon_{eff} + 0,3) \left(\frac{w}{\square} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0,258) \left(\frac{w}{\square} + 0,8 \right)} \quad (19)$$

O comprimento é calculado por:

$$L = \frac{c}{2f_r \sqrt{\mu_0 \epsilon_0} \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta_L \approx \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_r}} = \frac{\lambda}{2} \quad (20)$$

O comprimento efetivo do *patch* é dado por:

$$L_{eff} = L + 2\Delta_L \quad (21)$$

Onde,

f_r = Frequência de ressonância,

H = altura do dielétrico.

3.1 PROJETO DA ANTENA *PATCH* EM MICROFITA

O desenvolvimento foi embasado no projeto da antena com *patch* retangular devido às características de radiação. A aplicabilidade da antena é destinada a ambientes onde haja faixa de frequência de operação de redes sem fio (IEEE 802.11b/g) com faixa de frequência de ressonância de 2.45 GHz. Foi utilizado substrato dielétrico de FR4 devido a disponibilidade de material, com constante dielétrica $\epsilon_r = 4.3$, espessura $h = 1.6 \text{ mm}$, espessura da linha de alimentação $T = 35 \mu\text{m}$, tangente de perdas $\tan\delta = 0.021$, fig. 11.

O cálculo dos parâmetros do *patch* da antena, tais como largura (W) e comprimento (L) foram calculados baseados nas equações 17 a 20. Obtendo 37.601 mm e 29.168 mm, respectivamente.

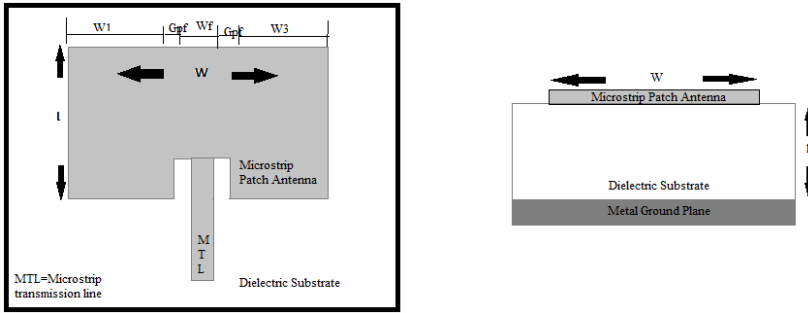


Figura 15. Parâmetros W1, Wf, W3 para execução da antena: Vista frontal e lateral. Fonte: Autora.

Com base nos dados calculados para W e L foram formuladas regras para determinar as dimensões da antena, fig.15. Obtendo os valores da tabela 2.

Considerando:

- Variação de L: $L_{\text{feed}} = \frac{6h}{2} = \Delta L_{\text{feed}}$
- Reentrância interna no *patch*: G_{pf} ;
- Largura da linha de Microfita da alimentação: $W_f = W_2$;

Tabela 2. Valores primários de dimensões utilizados no projeto antenna *patch* de microfita.

Valores utilizados na versão 1 da antenna			
$\Delta L_{\text{feed}} = L_{\text{feed}}$	$G_{pf} = S_1 = S_2$	$W_2 = W_f$	$W_1 = W_3$
10.16 mm	1.00 mm	2.90 mm	16.35 mm
W	L	FI	
37.60 mm	29.37 mm	4.80 mm	

Onde,

$$W_1 = W_3 = \frac{W - W_f - 2G_{pf}}{2} \quad (22)$$

Com base nos valores calculados a estrutura teórica da antenna versão 1 foi realizada no ADS 2016, utilizando linhas de transmissão, fig.16. Foi realizada alteração dos parâmetros da antenna manualmente no intuito de ocorrer o casamento de impedância. O procedimento foi observado na carta de Smith e no diagrama do coeficiente de reflexão. Foi verificado que a antenna não estava casada com a impedância de entrada. Obtendo coeficiente de reflexão de $S(1,1) = -8.4$ dB em $f = 2.4$ GHz, fig.17 e carta de Smith distante do círculo unitário, fig. 18.

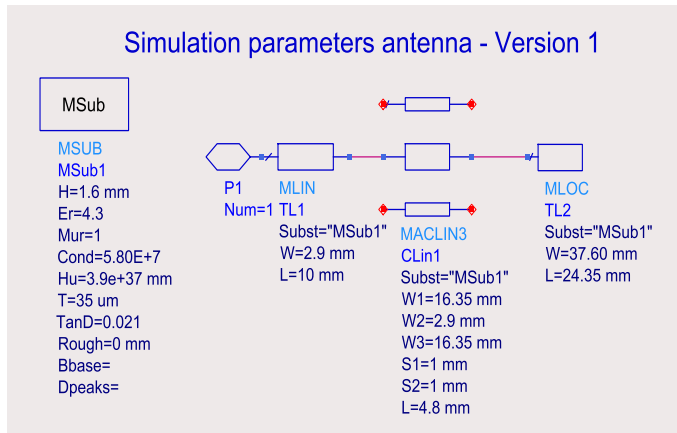


Figura 16. Primeira versão do projeto da antenna no ADS.

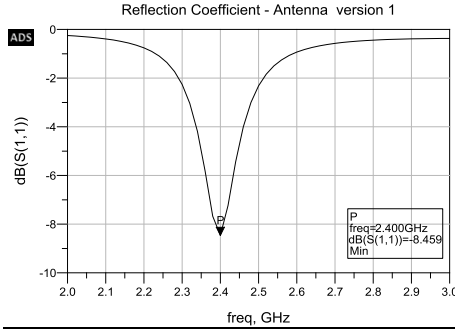


Figura 17. Simulação do coeficiente de reflexão da antena versão 1.

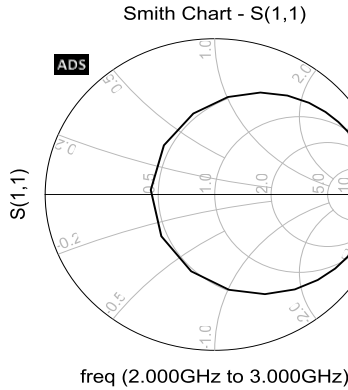


Figura 18. Carta de Smith para versão 1 da antena.

Para a antena versão final o método de casamento de impedância da antena foi modificado. O parâmetro L , comprimento do *patch* e o FI, reentrância no *patch*, foram alterados no ADS utilizando a ferramenta de *tunning*, alterando os parâmetros em valores pré determinados para o casamento com a impedância de entrada, fig.19. O procedimento para casamento de impedância é indicado conforme citado no capítulo 3. Os parâmetros W e Δ_L também foram alterados durante o procedimento. A implantação do novo método facilitou o procedimento casamento de impedância. Foi realizado simulação dos parâmetros S da antena no ADS. A simulação eletromagnética da antena apresentou magnitude do valor do coeficiente de reflexão da antena, antes do casamento de impedância, de $S(1, 1) = -6.096$ dB a $f = 2.454$ GHz, fig. 20. Após o casamento de impedância foi observado o valor de $S(1,1) = -20.029$ dB a $f = 2.452$

GHz, fig. 21. A carta de Smith, fig.22, apresenta casamento com a impedância de entrada, pois a curva se aproxima do numerador um, no centro do diagrama. Visto que, um bom casamento de impedância foi alcançado. A impedância de entrada do circuito medida após o casamento foi de $Z_{in} = 41.758 - j * 6.452 \text{ ohm}$.

Os valores dos parâmetros da versão final da antena estão exemplificados na tabela 3. A figura 23 apresenta os valores dos parâmetros segundo o design da antena versão 1 e da versão final, respectivamente.

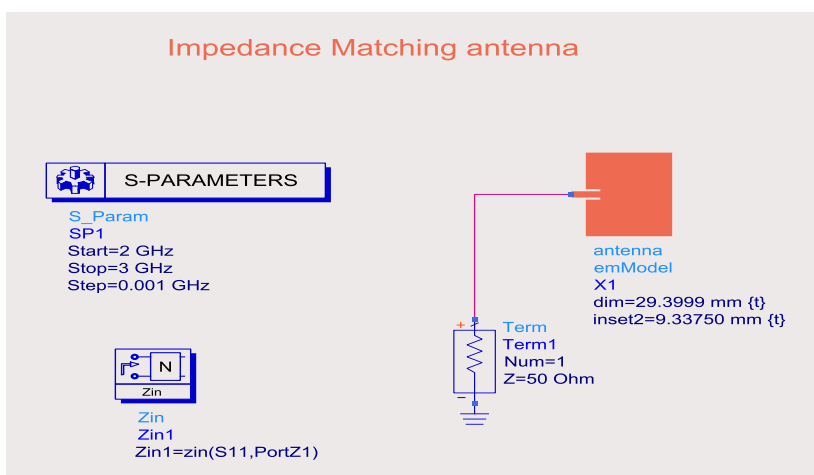


Figura 19. Casamento de impedância antena versão final: dim= L, inset2=FI.

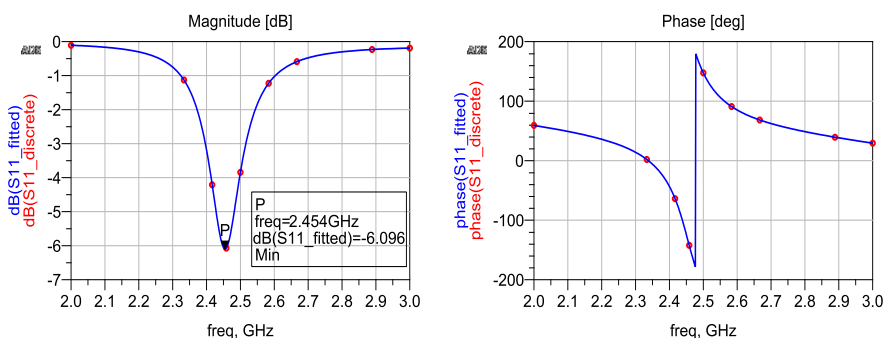


Figura 20. Simulação eletromagnética da antena versão final antes do casamento de impedância.

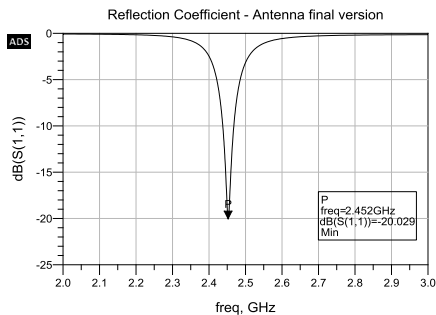


Figura 21. Coeficiente de reflexão antenna versão final com casamento de impedância. Simulação no ADS.

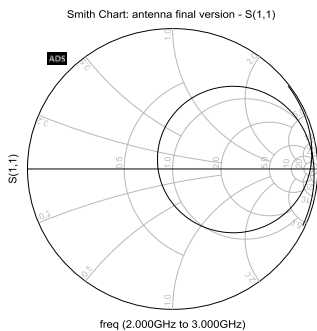


Figura 22. Carta de Smith para antenna versão final. Simulação no ADS.

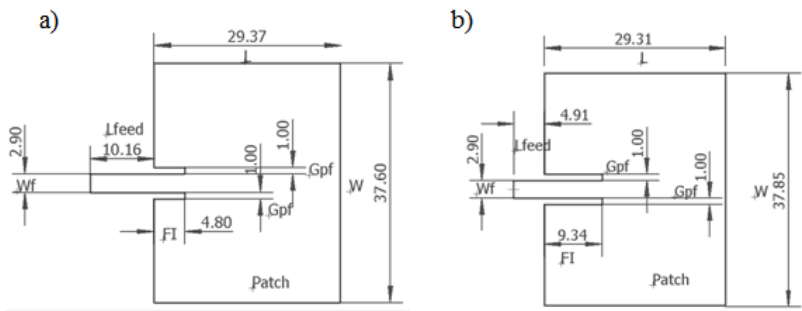


Figura 23. Parâmetros da antenna. Dimensões em milímetros (mm): a) Antena versão 1, b) antenna versão final. Fonte: Autora.

Tabela 3. Valores de parâmetros da versão final da antena.

Valores utilizados na versão final da antena			
$\Delta L_{\text{feed}} = L_{\text{feed}}$	$G_{pf} = S_1 = S_2$	$W_2 = W_f$	$W_1 = W_3$
4.91 mm	1.00 mm	2.90 mm	16.35 mm
W	L	FI	
37.85 mm	29.31 mm	9.34 mm	

Os parâmetros fundamentais da antena em função da frequência para análise de desempenho e padrões tais como Ganho, Diretividade, eficiência e potência radiada foram simulados no ADS e estão exemplificados na fig. 24. Observado que a antena apresenta Ganho=5.526 dB, diretividade=6.489 dB, eficiência de 80.11 % e potência radiada = 2 mW na frequência de 2.458 GHz. A eficiência poderia ser melhorada através alteração de parâmetros ou tipo de substrato (espessura e constante dielétrica do substrato).

Antenna Parameters vs Frequency

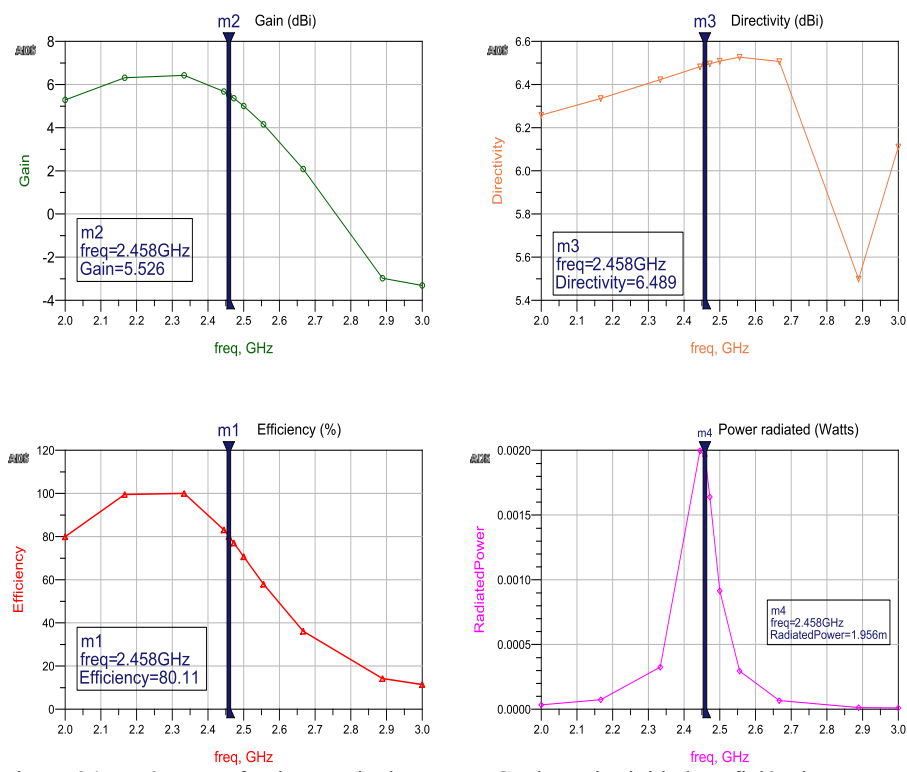


Figura 24. Parâmetros fundamentais da antena: Ganho, Diretividade, Eficiência e potência radiada.

3.2 EXECUÇÃO E RESULTADOS

A fabricação das placas ocorreu de maneira artesanal. Após o *design* pronto o desenho foi realizado com caneta preta permanente na placa de FR4. Posteriormente as placas foram corroídas em uma solução de Percloreto de ferro, fig.25 e 26. O design da versão 1 da placa foi realizado no software *Inkscape Project* 0.92.1. Enquanto que a versão final da placa foi desenhada no software *Eagle* 8.3.2.

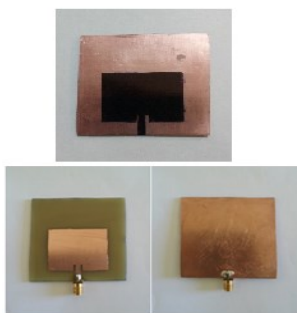


Figura 25. Protótipo da antena versão 1: Parte superior: visão frontal da antena antes da corrosão, Parte inferior: visão frontal e posterior, respectivamente da antena com conector SMA após corrosão.

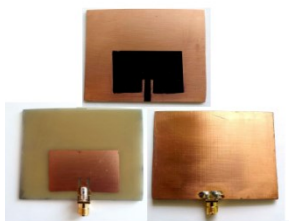


Figura 26. Protótipo da antena versão final: Parte superior: visão frontal da antena antes da corrosão, Parte inferior: visão frontal e posterior, respectivamente da antena com conector SMA após corrosão.

Para análise correta dos padrões de irradiação da antena seria necessário dispor de uma câmara anecoica (BALANIS, 2012), assim como fazer uso de antenas diretivas. No intuito de estimar as características do diagrama de radiação em espaço livre. Para não ocorrer perturbações eletromagnéticas externas e interferências destrutivas. Como não há

disponibilidade de tais equipamentos no laboratório de Rádio Frequência da UFSC, a análise foi restrita a análise do coeficiente de reflexão da antena.

O analisador de redes (*Vector Network Analyser-VNA* 300 kHz-8GHz) foi utilizado para a medição do coeficiente de reflexão, fig.27, 29. Para a antena versão 1 foi obtido parâmetro $S(1,1)=-8.1005$ dB a frequência de 2.31 GHz, fig.28.

Para a versão final da antena os dados obtidos para o coeficiente de reflexão oscilaram entre -20 e 18 dB. Em um momento de menor oscilação foi medido $S(1,1) = -19.08$ dB a $f= 2.54$ GHz no equipamento analisador de redes, fig. 30. Os dados obtidos no analisador de redes foram analisados no ADS através dos parâmetros S, fig. 31 e 32. Obtendo valor de $S(1,1)= -19.37$ dB na $f=2.54$ GHz e $BW= 400$ MHz.

A tabela 4 apresenta em resumo os resultados teóricos simulados e medidos para a antena de Microfita - versão 1 e versão final.

Tabela 4. Tabela de resultados teóricos simulados e medidos para a antena de Microfita – Versão 1 e versão final.

Coeficiente de reflexão	Antena Versão 1	Antena Versão final
Teórico simulado	-8.20 dB @2.40 G Hz	-20.04 dB @2.45 G Hz
Medido	-8.10 dB @2.31 G Hz	-19.08 dB @2.54 G Hz

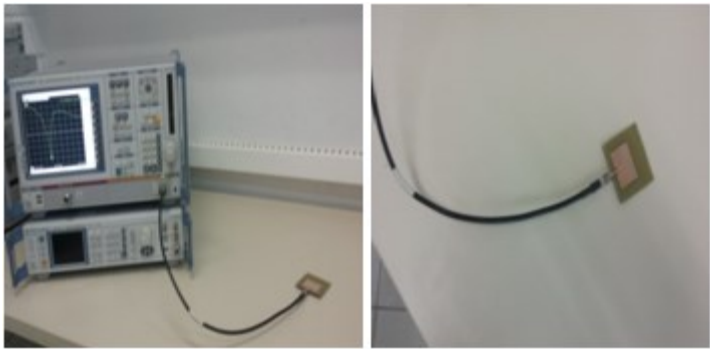


Figura 27. Medição da antena versão 1 utilizando equipamento de medição *Vector Network Analyzer* 300 kHz-8GHz



Figura 28. Resultado da medição da antena versão 1 no equipamento *Vector Network Analyzer*.



Figura 29. Medição da antena versão final utilizando equipamento de medição *Vector Network Analyzer* 300 kHz-8GHz

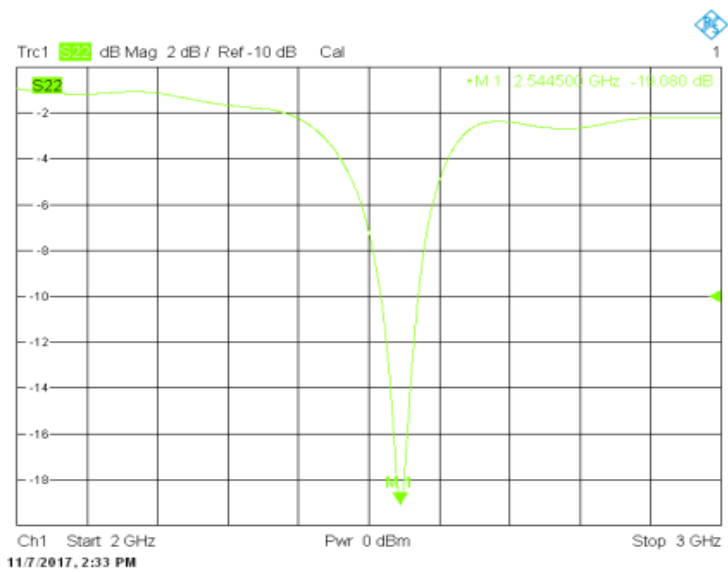


Figura 30. Resultado da medição da antena versão final no equipamento *Vector Network Analyzer*.

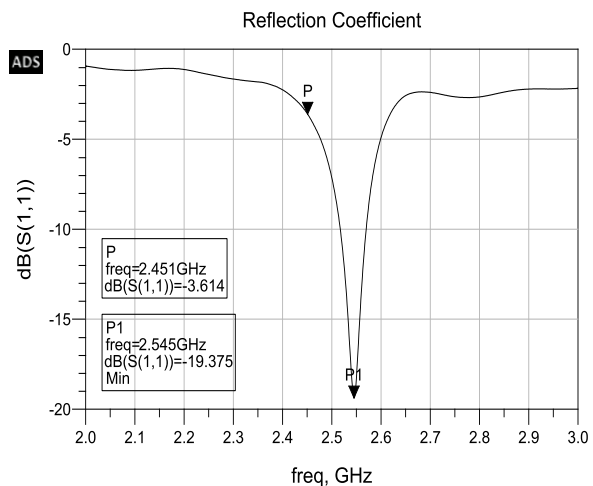


Figura 31. Coeficiente de reflexão com os dados medidos no analisador de redes - Versão final da antena.

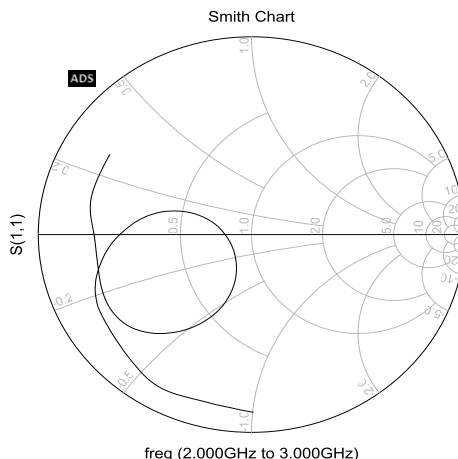


Figura 32. Coeficiente de reflexão na carta de Smith com os dados medidos no analisador de redes - Versão final da antena.

As discrepâncias encontradas nas medições da antena em relação ao valor simulado previamente são oriundas do fato da não utilização de câmara anecoica para medição e as perdas parasitas providas do FR4: constante dielétrica e tangente de perdas. O protótipo final da antena versão final foi realizado de forma adequada obtendo valores aceitáveis para o casamento de impedância dentro do cenário de testes analisado. Contudo, observado que o casamento de impedância ocorre com um deslocamento do valor de frequência projetado. O comprimento da antena (L) é afetado pela alteração da espessura do substrato (h). Quando h aumenta o volume aumenta, L diminui e consequentemente a largura de banda (BW) aumenta. A constante dielétrica (ϵ_r) controla o efeito de borda. Devido a isso os parâmetros da antena W e L determinam o valor da frequência de ressonância (f_0) onde W controla a impedância de entrada e o padrão de radiação (DEEPIKA; MATHIVANAN, 2017). Durante o processo de fabricação da placa é observado que ocorre alterações nas dimensões, pois o processo foi realizado totalmente de forma manual. Visivelmente é possível observar pequenas alterações das dimensões L e W no desenho da placa. As mesmas alteram os parâmetros do circuito os quais alteram os valores medidos em relação aos calculados.

4.0 CIRCUITO RETIFICADOR

O circuito retificador transforma a energia AC da fonte de alimentação em energia DC na saída. Composto por componente de impedância, diodo retificador (converte a energia AC para DC), um filtro passa-baixas e uma carga resistiva (YEN; CHENG, 2017), fig. 33 a. O circuito dobrador de tensão apresenta um estágio anterior responsável por armazenar a tensão da fonte e assim incrementar a tensão elétrica de saída do retificador, fig.33 b. O primeiro capacitor (C1) é responsável por armazenar a tensão provida da fonte (V_p) com o valor negativo de pico ($2V_p$) da tensão de entrada. Visto que, devido à polarização de D1 a tensão de saída é mantida maior do que 0 V (grampeada), pois a forma de onda na saída apresenta o pico mais alto grampeado em 0V. Enquanto que, o capacitor C2 apresenta o valor da tensão negativa DC igual a 2 Vp. Tornando a tensão elétrica de saída com o valor em dobro da tensão de entrada. Além de, cancelar os harmônicos do sinal da saída no intuito de obter uma tensão em nível DC sem *ripple*. (SEDRA,1995).

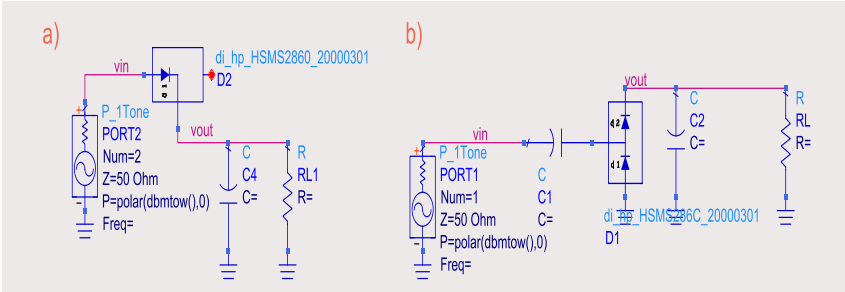


Figura 33. Topologias de circuitos retificadores de tensão: a) Retificador de meia onda, b) Dobrador de tensão Villard.

A tensão de saída do circuito é calculada pela lei de Ohm.

$$V_{out} = R_L I \quad (23)$$

A potência de saída na análise transiente é dada por:

$$P_{DC} = V_{out} I = \frac{V_{out}^2}{R_L} \quad (24)$$

Uma medida crítica em circuitos retificadores em *Energy Harvesting* é a eficiência de conversão (η) de RF para DC do circuito (YEN, 2017; FAJARDO, 2016).

$$\eta = \frac{P_{DC}}{P_{in}} = \frac{V_{out}^2}{R_L P_{in}} \quad (25)$$

No intuito de obter máxima transferência de potência da antena para a carga é realizado um casamento de impedância que consiste de casar o circuito com a impedância de 50 ohms na frequência estipulada (YALDI, 2016). Pode ser utilizados circuitos com rede LC (capacitor e indutor) ou linhas de transmissão para o casamento de impedância. No ADS o casamento é realizado observando o coeficiente de reflexão e a carta de Smith.

Em circuitos não lineares a análise é realizada através da análise de grandes sinais ou balanço harmônico. O balanço harmônico assume que para uma dada entrada senoidal existe um estado estável que pode ser aproximado por uma série de Fourier. Cada nó de tensão elétrica do circuito assume amplitude e fase para uma gama de frequências (VINCENT et al., 1988).

4.1 PROJETO DO CIRCUITO RETIFICADOR

Para o projeto do retificador foi escolhido o Dobrador de tensão Villard (YALDI, 2016), fig. 34. No intuito de obter maior tensão de saída. Verificado que o retificador de meia onda proporciona melhor desempenho. Contudo, o projeto inicial foi baseado em um dobrador para obter o dobro do valor da tensão de entrada na saída. Para valores de saída foi estipulado $R_L = 10k \Omega$, tensão de saída $V_{out} = 1V$ e $P_{OUT} = -10 \text{ dBm}$. O circuito Dobrador de tensão Villard foi montado no ADS e medido a impedância de entrada em função da potência de entrada entre -30 e 20 dBm, fig.35. Observado que ao variar a frequência na faixa de 2.4 a 2.45 GHz a impedância de entrada não apresentou grandes variações. Devido a isso a análise foi realizada na frequência de 2.45 GHz. Com base no valor da impedância de entrada observada foi realizado o casamento de impedância. Observado a relação entre eficiência e potência na carga.

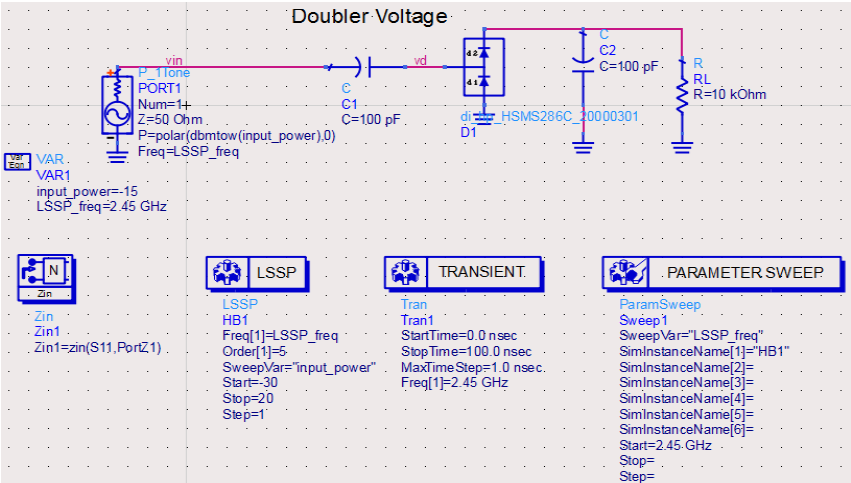


Figura 34. Dobrador de tensão Villard. Simulação no ADS.

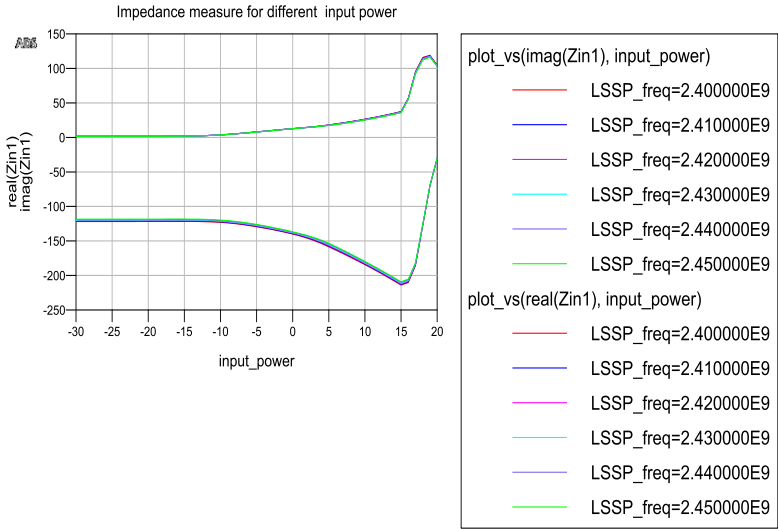


Figura 35. Impedância de entrada para faixa de frequência de 2.4 a 2.45 GHz.

O procedimento do casamento de impedância e verificação do melhor resultado em relação à eficiência e potência de saída ocorreu da seguinte forma:

I. Determinar impedância de entrada em uma potência de entrada específica;

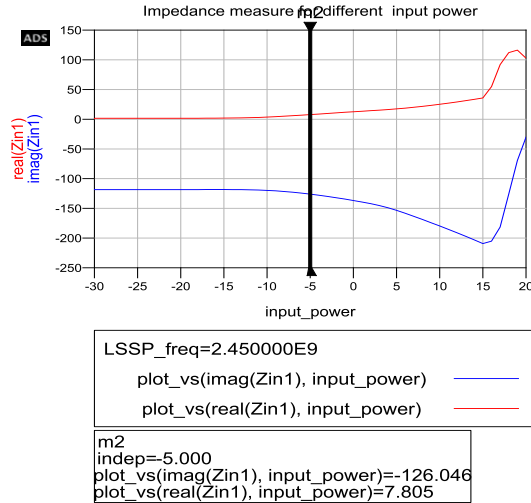


Figura 36. Impedância de entrada $Z_{in} = 7.805 - j * 126.046$ para $P_{in} = -5 \text{ dBm}$.

II. Montar um circuito intermediário no ADS com o valor da impedância de entrada complexa e com um terminal de 50Ω . Adicionar componente de linha de transmissão *Single Stub Match* em série, para cálculo do valor do comprimento elétrico efetivo E_{EFF} e impedância característica Z_0 ;

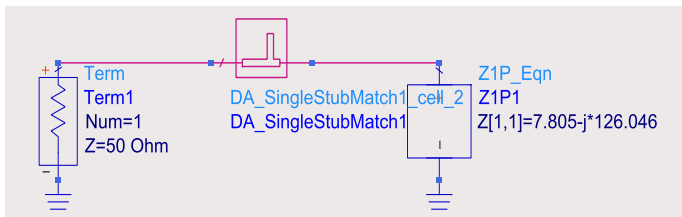


Figura 37. Circuito intermediário para cálculo de parâmetros.

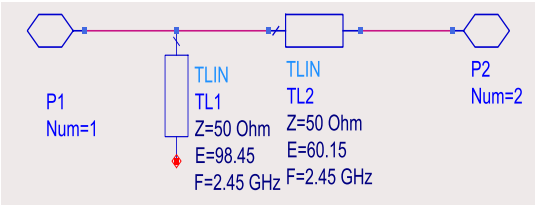


Figura 38. Circuito com os valores do comprimento elétrico efetivo e da impedância característica.

III. Com base nos valores de E_{EFF} e Z_0 , os valores da linha de transmissão (Stub) são calculados com a ferramenta *Line calc* do ADS. Adicionando dados do material entre outros;

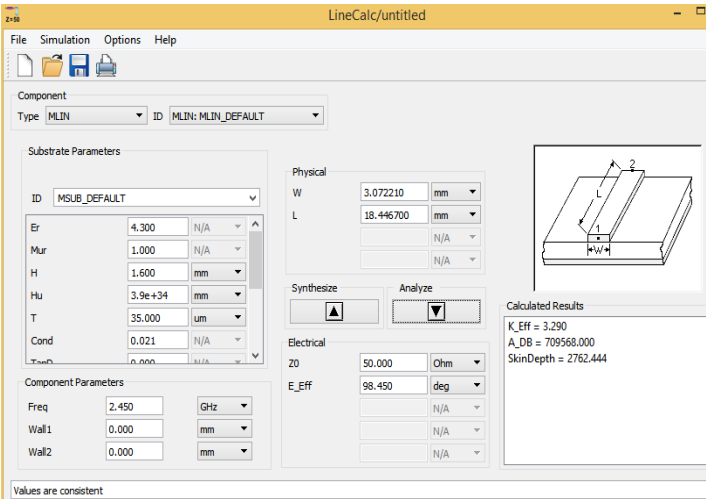


Figura 39. Ferramenta LineCalc do ADS.

- IV. Os valores calculados são introduzidos no circuito no ADS;
- V. Inserir a linha de microfita de junção T (*Microstrip T – Junction*= MTEE) para conexão entre as duas linhas de transmissão;

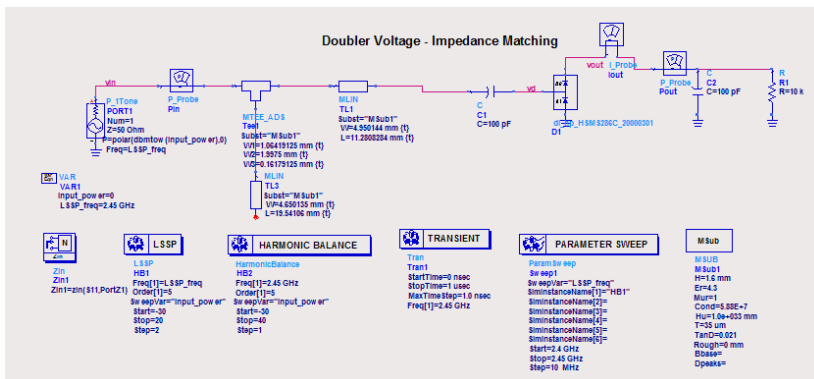


Figura 40. Circuito com linhas de transmissão e Linha de junção T.

VI. Realizar o ajuste dos valores das linhas de transmissão através da ferramenta de *Tunning* com base no casamento de impedância do circuito. Observado através do coeficiente de reflexão e carta de Smith.

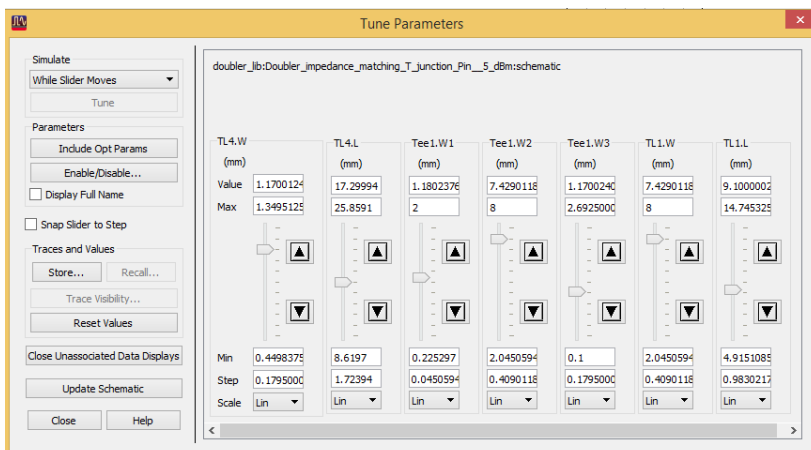


Figura 41. Ferramenta *tunning* para ajuste fino de valores de parâmetros.

VII. Medida da eficiência e potência de saída através da simulação do balanço harmônico segundo (24) e (25).

Através do gráfico de impedância, fig.36, foi observado que a impedância de entrada se mantém praticamente constante a partir de $P_{in} = -5.0 \text{ dBm}$. Devido a isso tal valor foi considerado como limite para as simulações. Obtendo dados mais satisfatórios para $P_{in} = -5.0 \text{ dBm}$ em relação aos dados esperados Eficiência=15.129 % fig.42, $P_{out} = -14.09 \text{ dBm}$, $V_{out} = 1.60 \text{ V}$ e casamento de impedância próximo ao círculo unitário, fig.43.

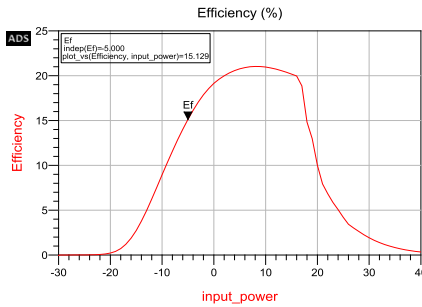


Figura 42. Eficiência (%) em relação potência de entrada -input_power (dBm).

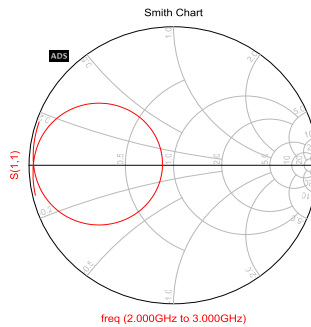


Figura 43. Carta de Smith para Pin=-5 dBm.

Com base nos dados medidos o *layout* do circuito foi determinado, fig.44. Contudo, o circuito e o layout da placa foram alterados para considerar a conexão do conector SMA e do capacitor antes do diodo, fig.45. Alterando os dados do casamento de impedância para $S(1,1) = -27.9 \text{ dB}$ para na $P_{in} = 21.0 \text{ dBm}$ na frequência de 2.45 GHz, fig.46. Oca-

sionando o descasamento do circuito e assim alteração Dos resultados para eficiência e potência de saída, respectivamente.



Figura 44. Layout do circuito desconsiderando conector SMA e capacitor.

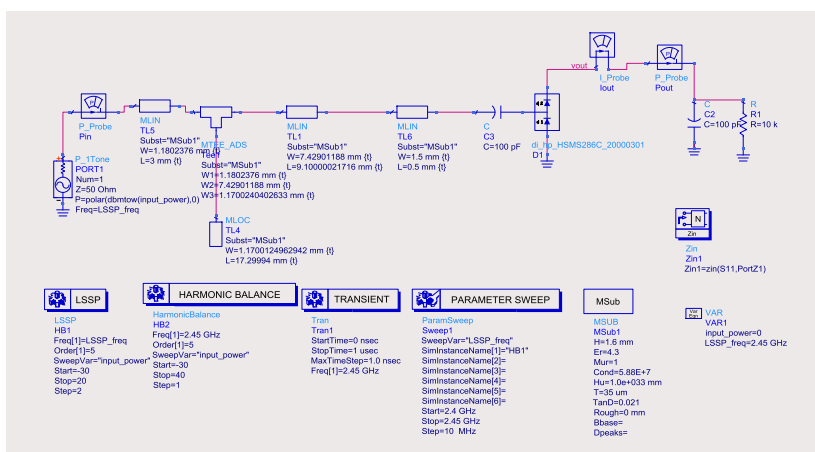


Figura 45. Circuito alterado para conexão do conector SMA.

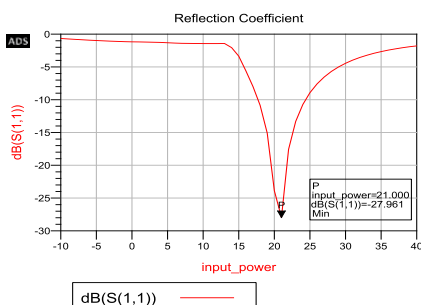


Figura 46. Coeficiente de reflexão após alteração do circuito para conector SMA.

Com base na nova configuração do circuito, após o acréscimo das linhas de transmissão adicionais, foi realizado ajuste dos valores dos parâmetros para melhor casamento de impedância. Obtendo $S(1,1) = -19.772$ dB na $P_{in} = -5.0$ dB, fig.47, eficiência = 16.74%, fig.48, $P_{out} = -13.723$ dBm, fig.49, casamento de impedância representado pela, fig.50 e *layout* do circuito, fig.51.

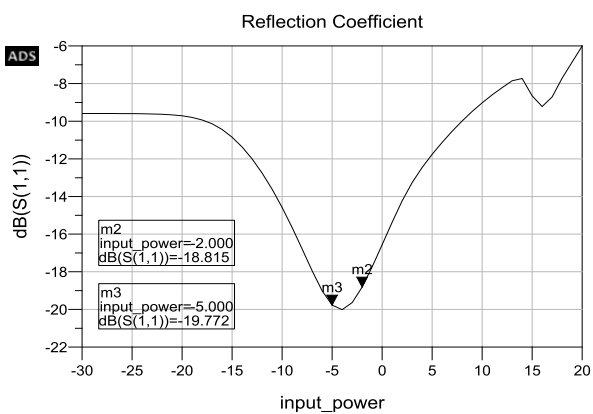


Figura 47. Coeficiente de reflexão após inserção das linhas adicionais.

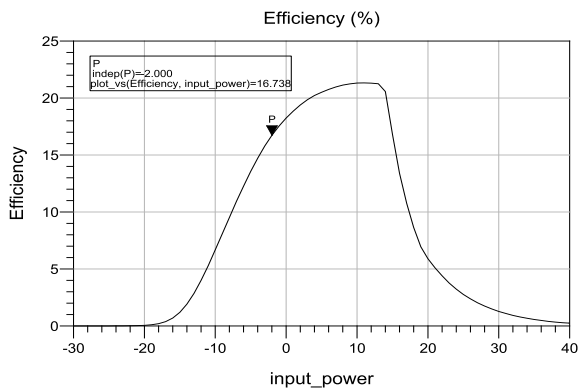


Figura 48. Eficiência (%) em relação à potência de entrada- input_power após casamento de impedância considerando linhas de transmissão adicionais.

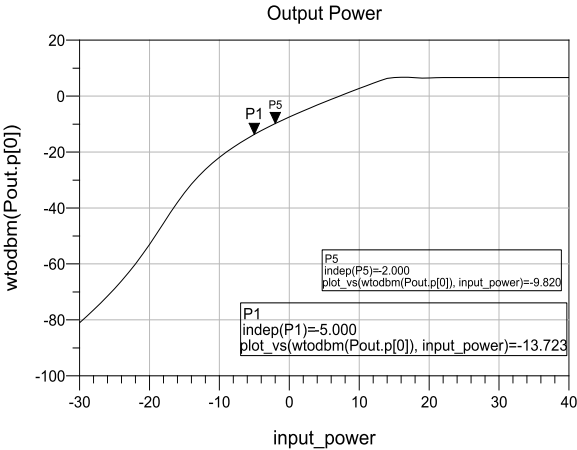


Figura 49. Potência de saída do circuito após casamento de impedância considerando linhas de transmissão adicionais.

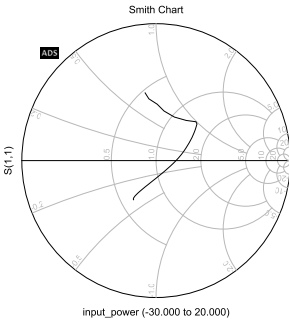


Figura 50. Carta de Smith para coeficiente de reflexão.



Figura 51. Layout do circuito após alteração das linhas de transmissão adicionais.

4.2 EXECUÇÃO E RESULTADOS

O circuito Dobrador de tensão Villard, segundo o layout apresentado na figura 51, foi desenhado utilizando o *Software InksCape*, fig.52 a. A execução da placa ocorreu de maneira artesanal. O desenho foi impresso em papel para impressora de tinta a jato e utilizado transferência de calor para passar o desenho para a placa. O protótipo pode ser visualizado na fig.53. Com a intenção de evitar perdas parasitas, a distância entre a linha da transmissão e a borda da placa foi três vezes maior do que a largura da linha de transmissão, nesse caso entre a borda da placa e a linha de transmissão os espaços foram 2, 1, 1 mm para borda superior, esquerda e inferior, respectivamente (KAUPP, 1967). Visto que, o conector SMA limitou o espaço na entrada no circuito em 3.0 mm. Impossibilitando assim dimensionar a distância mínima.

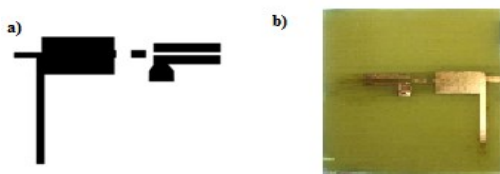


Figura 52. Placa do circuito Dobrador Villard: a) *Layout* do circuito realizado no *Software Inkscape*, b) Placa após corrosão.

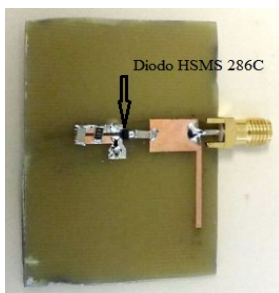


Figura 53. Protótipo do Dobrador de tensão Villard.

O circuito foi testado no laboratório de Rádio Frequência da UFSC. As medições foram realizadas com a utilização do VNA e do gerador de sinais Ronde & Schwarz, fig.54. O coeficiente de reflexão medido foi $S(1,1) = -12.35$ dB na frequência de 2.53 GHz, fig. 55. A análise dos parâmetros S foi realizada no ADS obtendo $S(1,1) = -12.263$

dB na frequência de 2.528 GHz e $S(1,1)=-1.63$ dB para frequência de 2.45 GHz para $P_{in}=-5$ dBm, fig.56, e simulação do coeficiente de reflexão na carta de Smith, fig.57.

Foi realizada uma leitura dos dados em relação a diferentes valores de potência de entrada e outra em relação à frequência para analisar a tensão de saída no circuito. Os dados medidos foram plotados no Matlab. Quando realizado uma varredura da dos dados em relação à frequência foi observado que para $V_{out}=0.94V$ seria obtido em torno de $P_{in}=2$ dBm para a frequência de 2.506 GHz, fig. 58. Os dados são semelhantes quando realizado uma varredura nos valores de frequência em torno de $P_{in}=2$ dBm. Observado $V_{out}=0.94V$ para $f=2.51$ GHz para $P_{in}=2$ dBm, fig.59. O coeficiente de reflexão também foi analisado obtendo $S(1,1)=-12.0$ dB em torno de $P_{in}=2$ dBm, fig.60.

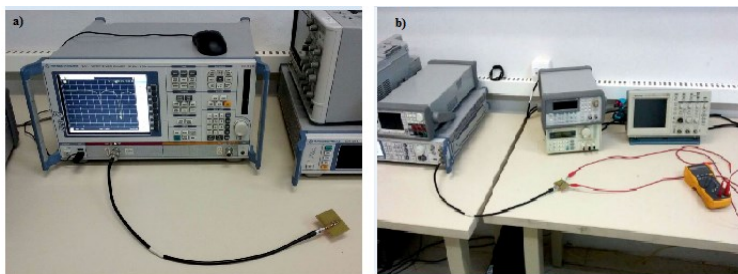


Figura 54. Equipamentos para medição: a) Analisador de Redes (*Vector network analyser*), b) Gerador de sinais e multímetro.



Figura 55. Medida do coeficiente de reflexão $S(1,1)$ para $P_{in}=-5$ dBm do Divisor de tensão no VNA.

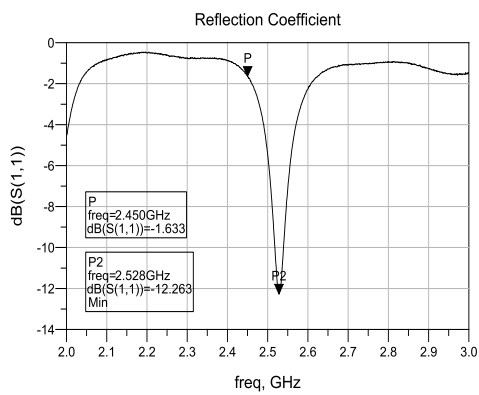


Figura 56. Coeficiente de reflexão utilizando dados testados no VNA.

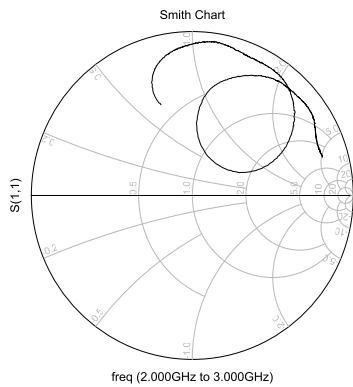


Figura 57. Coeficiente de reflexão na Carta de Smith com dados testados no VNA.

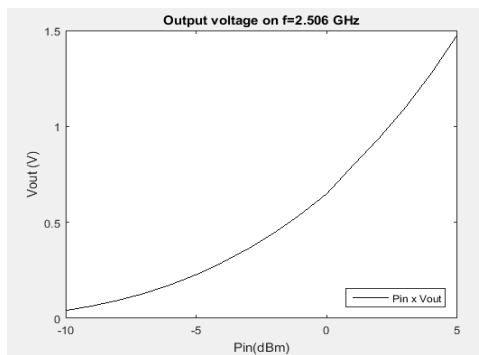


Figura 58. Análise da tensão de saída em relação à potência de entrada com $f=2.506$ GHz.

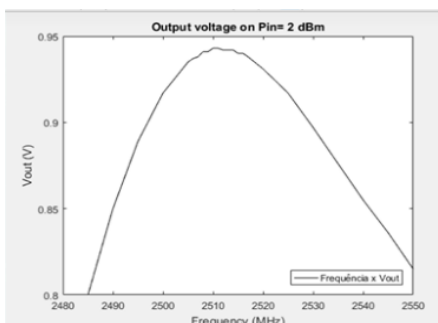


Figura 59. Análise da tensão de saída em relação à frequência com Pin = 2.0 dBm.

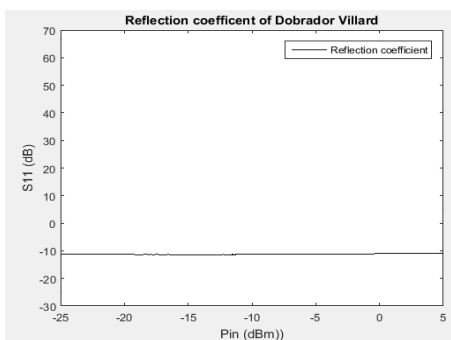


Figura 60. Coeficiente de reflexão $S(1,1) = -12.0$ dB medido no VNA.

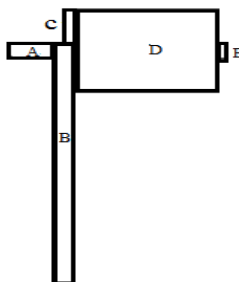


Figura 61. Dimensões do protótipo do circuito do Dobrador de tensão Villard.
Fonte: Autora.

Tabela 5. Valores teóricos e medidos do protótipo do Dobrador de tensão Villard.

Dimensões*	Simulado	Medido
A	3.0 x 1.18	3.05 x 1.0
B	1.17 x 17.30	1.0 x 17.90
C	0.7 x 3.0	0.6 x 2.90
D	9.10 x 7.40	9.0 x 6.90
E	0.5 x 1.5	0.5 x 1.4

*Dimensões em mm

Os resultados medidos apontam que o circuito não apresenta casamento de impedância na faixa de frequência de 2.45 GHz com Pin= -5 dBm como simulado teoricamente. O casamento S(1,1)=-12 dB ocorre na frequência de 2.54 GHz para Pin=2 dBm. Novamente é reforçado o conceito de que os parâmetros da linha de transmissão influenciam em medidas como ganho, impedância de entrada, coeficiente de reflexão entre outros. A espessura do substrato (h), permissividade relativa (ϵ_r), comprimento (L) e largura (W) da linha de transmissão colaboram de forma significativa nos resultados (DEEPIKA; MATHIVANAN, 2017). A tabela 5 apresenta os resultados das dimensões do layout da linha de transmissão simulado teoricamente e realizado na prática para o *layout* da figura 61. Possível verificar que a realização prática acarreta em distorções das dimensões calculadas. As variações no comprimento, largura da linha de transmissão, perdas parasitas devido ao processo de fabricação corroboram para a disparidade dos dados apresentados entre teoria e prática.

Para trabalhos futuros pode ser realizados testes com a união da antena e do retificador. Visando medir a eficiência, potência de saída e tensão de saída da rectenna. Pode ser realizado um circuito (tipo caixa preta) que disponibilize a energia de acordo com tensão de saída e potência especificadas. A energia seria utilizada em equipamentos ou ambientes nos quais é desejado tensão e potência DC baixas. A eficiência e a tensão de saída podem ser melhoradas através de utilização de constante dielétrica e espessura do substrato caracterizada. Visto que, foi verificado que tais parâmetros alteram a frequência de operação do circuito ao realizar o casamento de impedância. Deslocando do ponto teoricamente calculado.

5 CONCLUSÃO

O desenvolvimento do projeto viabilizou a estruturação dos conceitos fundamentais sobre antenas e retificadores de tensão. Uma vez que tinha, por objetivo o estudo e desenvolvimento de um circuito RF sem fio para reaproveitamento de energia de ondas eletromagnéticas na faixa de frequência de operação de 2.45 GHz, $P_{in} = -5$ dBm e potência de saída $P_{out} = -10$ dBm. Uma antena de microfita e um circuito Dobrador de tensão Villard foram realizados. O coeficiente de reflexão da antena foi $S(1,1) = -19.08$ dB para $f = 2.54$ GHz e do retificador foi $S(1,1) = -12.0$ dB para $f = 2.51$ GHz na $P_{in} = 2$ dBm. A tensão de saída $V_{out} = 0.94$ V foi determinada para $f = 2.51$ GHz e $P_{in} = 2$ dBm. Através desses observou-se que o casamento de impedância é afetado por parâmetros inerentes a linha de transmissão e perdas parasitas no circuito. As interferências são significativas, pois a sensibilidade é considerável em relação às dimensões do circuito.

REFERÊNCIAS

ABDULAH, N; SHIRE, A.M.; MOHD, E. Rectenna for RF energy harvesting. In. INTERNATIONAL CONFERENCE ON ADVANCEDS IN ELECTRICAL, ELECTRONIC AND SYSTEM ENGINEERING.14-16, 2016, Putrajaya Malaysia. **Proceedings** ... Putrajaya Malaysia 2016. p.318-321.

BALANIS, C. A. **Antenna theory: analysis and design**: John Wiley & Sons, 2012, 1073p.

BRASIL. Agência Nacional de Telecomunicações – ANATEL. **Resolução nº 397, de 06 de Abril de 2005**. Aprova o Regulamento sobre Condições de Uso de radiofrequências na Faixa de 2.400 MHz a 2.483,5 MHz por Equipamentos Utilizando Tecnologia de Espalhamento Espectral ou Tecnologia de Multiplexação Ortogonal por Divisão de Frequência.

Broadcom. HSMS-2860 High frequency detector diode, 2017. Disponível em:<

<https://www.broadcom.com/products/wireless/diodes/schottky/hsms-2860>>. Acesso em 01 jul. 2017.

BROWN, W.. The History of Power Transmission by Radio Waves. **IEEE Trans. MTT**, v.32, n.9, p.1230–1242, 1984

CHANG,KAI. **RF and microwave Wireless Systems**: John Wiley, 2000,355p.

CHIN, C. H. K.; XUE,Q.; CHAN, H.C. Design of A 5.8-Ghz. Rectenna Incorporating a New Patch Antenna. **IEEE Antenna and Wireless Propagation, Lett.**, v.4, p.175–178, 2005.

DEEPIKA, J; MATHIVANAN, M. Parametrical Variation and its Effects on Characteristics of Microstrip Rectangular Patch Antenna. In.:IEEE International Conference Electric Machines & Drives Conference, 2017, Miami. **Proceedings**...Miami, 2017.p.1-6.

FAJARDO, A. J.; SOUSA, F. R. Revisiting the Power-Efficiency Trade-Off on a DC Voltage Source. In. LASCAS 2016. **Anais...** Florianópolis, 2016. p.1-4.

KAUPP, H. R. Characteristics of Microstrip Transmission Lines **Ieee transactions on electronic computers**, v. 16, n. 2, p. 185-193, 1967.

MOGHADDAM, A. K.; CHUAH, J. H.; RAMIAH, H.; AHMADIAN, J.; MAK, P.; MARTINS, R. 73.9%-Efficiency CMOS rectifier using an LDCF self-body-biasing technique for far-field RF Energy Harvesting Systems. **IEE transistions on circuits and systems I: Regular papers**, IEE, v.64, n.04, p 992-1002, 2017.

POZAR, DAVID M. **Microwave Engineering**. 4. ed. Massachusetts: John Wiley, 2012, 756p.

SEDRA, S.; SMITH, K.. **Microeletrônica: O Dobrador de tensão**. Pearson Makron Books, São Paulo, Brasil, 1995, 598p.

VINCENT, F.; FUSCO, S.; RABAIE, E.; STEWART, C. Harmonic balance evaluation of nonlinear microwave circuits-a tutorial approach. **Transactions on Education**, v.31, n.93, p. 181–192, 1988.

VOLAKIS, J. L.; CHEN, C.-C.; FUJIMOTO, K. **Small antennas: miniaturization techniques & applications**. McGraw-Hill , New York, NY, 2010, 457p.

YALDI, I. R. H.; RAHIM, S. K. A.; RAMLI, M. R. Compact Rectifier Design for RF Energy Harvesting. In. 2016 IEEE ASIA-PACIFIC CONFERENCE ON APPLIED ELECTROMAGNETICS (APACE) 11., 2016, Langkawi. **Proceedings ...** Langkawi, 2016. p. 258-262.

YEN- SHENG,C.; CHENG-WEI,C. Maximum Achievable Power Conversion Efficiency Obtained Through an Optimized Rectenna Structure for RF Energy Harvesting. **IEEE Transactions on antennas and propagation**,Taiwan,v.65,n.5,p.2305-2317,Maio 2017.

ZHOU,Y.; FROPPIER,B.; RAZBAN,T. Schottky Diode Rectifier for Power Harvesting Application. In. INTERNATIONAL CONFERENCE

ON RFID - TECHNOLOGIES AND APLICATIONS (RFID-TA).2012.
Anais... Japan,2012. p. 429-432.